

Redução de Dimensionalidade por Transformação Linear Adaptativa Dependente de Sinais Aplicada a Radares STAP

Carlos Cypriano Vallim Junior^{*a}, Felipe Aurélio Caetano de Bastos^b, José Antonio Apolinário Junior^b

^aCentro de Avaliações do Exército (CAEx)

^bInstituto Militar de Engenharia

Praça General Tibúrcio, 80, 22290-270, Praia Vermelha, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.

*ccvallimjr@yahoo.com.br

RESUMO: Uma das principais aplicações do processamento adaptativo de espaço-tempo (*space-time adaptive processing* – STAP) é a detecção de alvos por sistemas de radar de busca e vigilância, notadamente para radares aerotransportados e possivelmente em presença de sinais interferentes fortes. Todavia, o crescente número de elementos empregados na construção de arranjos de antenas (*phased array antennas*) produz um volume de dados de processamento que inviabiliza a implementação prática de processamento de posto completo e limita a aplicabilidade de técnicas de posto reduzido quando são considerados a atual tecnologia de hardware e os requisitos de sistemas de tempo-real. Este trabalho se propõe a pesquisar e especializar um método de redução de posto por transformação linear (*reduced-rank linear transformation* – RLT) adaptativa, dependente de sinal, ao processamento de espaço-tempo de sistemas de radar. Verificar-se-á a redução de complexidade computacional resultante da aplicação do método RLT selecionado, bem como seu desempenho em termos de outras métricas do STAP, o qual será comparado com outras técnicas de redução de posto disponíveis na literatura. A fim de verificar seu desempenho, a aplicação do método RLT ao STAP será empregada no cenário de uma plataforma radar fixa em presença de clutter e jamming intensos.

PALAVRAS-CHAVE: Processamento Adaptativo de Espaço-tempo (STAP). Processamento em posto reduzido. Filtro de Wiener multiestágios. Refletores de Householder. Arranjo planar. Radar de plataforma fixa.

ABSTRACT: One of the key applications of space-time adaptive processing (STAP) is the detection of targets by surveillance radar systems, most notably by airborne radars and possibly in presence of strong interference signals. Notwithstanding, the ever growing number of elements used to build phased array antennas yields an amount of processing data that prevents practical implementation of full-rank processing and imposes a limit to the applicability of reduced-rank techniques as far as hardware technology and real-time systems requirements are concerned. This work proposes the application of an adaptive and signal dependent reduced-rank linear transformation (RLT) method to radar systems space-time processing. One will verify the computational complexity reduction resulting from the application of the method, as well as its performance in terms of STAP metrics, will be compared with other established reduced-rank techniques available in the literature. In order to verify its performance, the application of the RLT method to STAP radar systems will be employed on a scenario with a fixed platform, in presence of strong clutter and jamming scenario.

KEYWORDS: Space-time Adaptive Processing (STAP). Reduced-rank processing. Multistage Wiener filter. Householder reflectors. Planar array. Fixed platform radar.

1. Introdução

O processamento de espaço-tempo, usualmente referido como processamento adaptativo de espaço-tempo (*space-time adaptive processing* – STAP), é empregado em problemas de detecção, rastreamento e sensoriamento em radares [1]. O STAP consiste na exploração conjunta da dependência espacial (angular) e temporal (desvio Doppler) dos alvos de interesse a serem detectados por um sistema de radar e dos sinais interferentes a serem cancelados, para obter ganho de desempenho no processamento dos sinais de radar em relação ao

processamento de sinais convencional, i.e., filtragem espacial e filtragem temporal, sequenciais e separadas.

Embora o processamento de sinais de um sistema de radar convencional seja suficiente para a supressão de alvos fixos por plataformas radar fixas, o emprego de um processamento 2D (bidimensional), i.e., o STAP, por um radar fixo, e.g., um radar de vigilância aérea, permanece atrativo na presença de interferências cujos parâmetros estatísticos não são conhecidos *a priori*, conforme demonstrado experimentalmente em [2]. A aplicação do STAP por uma plataforma fixa na presença de níveis elevados de interferência permanece pouco explorada na literatura.

Tal fato, aliado à potencial aplicação em projetos de radares fixos militares e civis em curso ou a médio e longo prazo, enseja maiores estudos nesse cenário.

O problema de redução da dimensão dos dados recebidos no processamento de espaço-tempo atrai cada vez mais o interesse de novas pesquisas, haja vista que o crescente número de elementos sensores em arranjos de antenas produz volumes de dados desafiadores para o processamento de sinais, especialmente quando se contempla a aplicação em sistemas operando em tempo-real. Todavia, outra motivação relevante, que também direciona a pesquisa atual sobre o problema de processamento de posto reduzido, reside na escassez de dados de apoio para a estimação de parâmetros estatísticos em ambientes realistas, decorrente do caráter intrinsecamente não-estacionário da componente de *clutter* radar, que limita a quantidade de dados disponíveis para estimação dos parâmetros estatísticos da interferência ambiental, durante o período de iluminação do alvo pelo radar [3]. Algumas técnicas de posto reduzido são capazes de sobrepujar, em cenários específicos, a insuficiência de dados de apoio descorrelacionados do sinal do alvo de interesse para estimar a matriz de covariância das interferências. Graças à aplicação dessas técnicas, essa matriz torna-se inversível, possibilitando a filtragem de espaço-tempo. Além disso, as técnicas de posto reduzido resultam, em algumas situações, em desempenho superior às técnicas de posto completo [3]. Alguns algoritmos de redução de posto têm atraído muito interesse por apresentar desempenho superior, em determinadas aplicações e sob determinadas circunstâncias, às técnicas de posto completo e viabilizarem aplicações práticas [4], [5]. Uma técnica de redução de posto estatística por transformação linear adaptativa popularmente empregada por aplicações de *beamforming* é o filtro de Wiener multiestágios (*multistage Wiener filter* – MWF) [6], [5]. Uma implementação eficiente da sua matriz de bloqueio pode ser obtida empregando a transformação de Householder [7]-[9].

Neste artigo objetiva-se especializar uma técnica de redução de posto por transformação linear (*reduced-rank linear transformation* – RLT) adaptativa dependente

de sinal para a inversão da matriz de covariância das interferências de modo a viabilizar o STAP em sistemas de radar. Espera-se obter redução de complexidade computacional e ganho de desempenho em relação às técnicas de posto completo para estimação de covariância. A especialização da técnica proposta será particularizada para o cenário de sistemas de radar fixos na presença de elevados níveis de interferência, com vistas a futuras aplicações práticas.

Este artigo encontra-se organizado da seguinte forma: na seção 2 é apresentado o modelo de sinal de espaço-tempo aplicado a um cenário com radar aerotransportado dotado de arranjo linear uniforme (*uniform linear array* – ULA), além do processador STAP de interesse; na seção 3 aplica-se o método de filtragem de posto reduzido HMWF (*householder multistage Wiener filter*) ao processamento STAP de um radar móvel com ULA; na seção 4 explora-se a aplicação do método HMWF, de posto reduzido, a um radar fixo com arranjo retangular uniforme (*uniform rectangular array* – URA); na seção 5 apresentam-se os resultados das simulações implementadas; e, por fim, na seção 6 são discutidas algumas das conclusões obtidas, destacando-se as contribuições alcançadas.

2. Modelagem de sinais para ULA

O processamento do receptor radar modelado pode ser ilustrado como na Fig. 1, na qual observa-se que toda a filtragem de espaço-tempo é realizada no estágio com rótulo “STAP”, cuja saída, $Z[l]$, é comparada a um limiar de detecção.

Considere-se um radar *phased-array* STAP móvel com um arranjo linear uniforme (ULA) com N elementos e intervalo de processamento coerente (*coherent processing interval* – CPI) que integra M pulsos coerentes (ou amostras temporais de *slow-time*). O intervalo de repetição de pulsos é amostrado com taxa $1/L$, sendo L o número de amostras de *fast-time*.

O transmissor do radar emite uma forma de onda pulsada, $S_{TX}(t)$. O sinal de eco analítico recebido pelo n -ésimo canal de recepção, relativo ao alvo de interesse e convertido para banda-base, é dado pela expressão [3], [10]

$$S_{RX}(t) = \frac{A_{tgt}}{\sqrt{2}} e^{j\psi} S_{TX}(t - \tau_{tgt}) e^{j2\pi\vartheta_{tgt}} e^{j2\pi f_{tgt} t}, \quad (1)$$

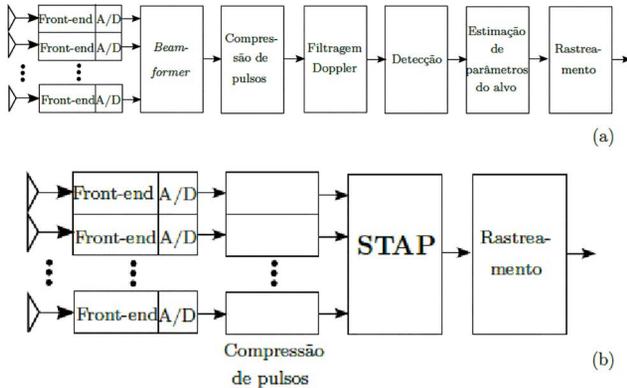


Fig. 1 – Comparação entre diagramas em blocos de (a) um Processador Radar Convencional e (b) um Processador Radar STAP.

onde A_{tgt} é a amplitude do eco, τ_{tgt} é o retardo de propagação eletromagnética, que abrange o tempo desde a emissão da forma de onda pulsada até a recepção do sinal de eco, $\psi = -2\pi(f_c + f_{tgt})\tau_{tgt}$, f_c é a frequência da portadora, f_{tgt} é a frequência Doppler devida ao movimento do alvo, $\vartheta_{tgt}(\theta_{tgt}, \phi_{tgt}) = \frac{d}{\lambda_c} \cos \theta_{tgt} \sin \phi_{tgt}$ é a frequência espacial do alvo, sendo θ_{tgt} e ϕ_{tgt} , respectivamente, os ângulos de elevação e azimute do alvo. Os sinais de eco são submetidos a filtros casados em cada canal para compressão de pulsos. Após a compressão de dados, o sinal de eco é dado por [3], [10]

$$\chi_{mn}(t) = \beta_{tgt} e^{j2\pi\vartheta_{tgt}(\theta_{tgt}, \phi_{tgt})} e^{j2\pi f_{tgt} \frac{m}{PRF}} \times \chi\left(t - \tau_{tgt} - \tau_p - \frac{m}{PRF}, 0\right) \begin{cases} n = 0, 1, \dots, N - 1 \\ m = 0, 1, \dots, M - 1 \end{cases} \quad (2),$$

sendo $\beta_{tgt} = \left(A_{tgt}/\sqrt{2}\right) e^{-j2\pi f_c \tau_{tgt}}$, τ_p a largura de cada pulso e $\chi(t, f)$ a função de ambiguidade do filtro casado implementado pelo estágio de detecção do receptor do radar. Amostra-se o sinal comprimido, $\chi_{mn}(t)$, nos instantes $t = t_0 + 1/f_s + m/PRF$, onde t_0 é o instante inicial do l -ésimo *range gate*, $l = 0, 1, \dots, L - 1$ e $f_s > 2B_p = 2c/2\Delta R$ é a frequência de amostragem do intervalo entre pulsos sucessivos (PRI), sendo B_p a largura de banda do pulso e ΔR a resolução em alcance do radar. Portanto, o sinal amostrado pode ser expresso como [3], [10]

$$x_{mn}[l] = \zeta_l e^{j2\pi\vartheta_{tgt}} e^{\frac{j2\pi f_{tgt} m}{PRF}}, \begin{cases} n = 0, 1, \dots, N - 1; \\ m = 0, 1, \dots, M - 1; \\ l = 0, 1, \dots, L - 1, \end{cases} \quad (3),$$

onde $\zeta_l = \beta_{tgt} x(t_0 - lf_s - \tau_{tgt} - \tau_p, 0)$. A amplitude do sinal descrito pela equação anterior é máxima quando $t = t_0 + 1/f_s \approx \tau_{tgt} + \tau_p$, isto é, equivalente à maximização de $|x_{mn}[l]|$ quando o l -ésimo *range gate* corresponde ao alcance do alvo de interesse. Portanto, o sinal comprimido, $x_{mn}[l]$, corresponde ao nm -ésimo elemento do l -ésimo *snapshot* de espaço-tempo do CPI considerado, que compõe os dados de entrada do filtro STAP conforme anteriormente observado.

O detalhamento de uma modelagem simplificada para as interferências (*clutter*, *jamming* e ruído) pode ser encontrada em [10].

O *snapshot* de espaço-tempo recebido pelo arranjo de sensores correspondente ao l -ésimo *range gate*, de dimensão $M \times N$, é representado pela sua vetorização, $\mathbf{r}[l] \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ e descrito pela expressão [3]

$$\mathbf{r}[l] = \alpha_{tgt}[l] \mathbf{s}(\vartheta_{tgt}, f_{tgt}) + \mathbf{i}[l] \quad (4),$$

onde a componente de sinal é $\alpha_{tgt}[l] \mathbf{s}(\vartheta_{tgt}, \varpi_{tgt})$. O *steering vector* de espaço-tempo é dado por $\mathbf{s}(\vartheta_{tgt}, \varpi_{tgt}) = \mathbf{a}(\vartheta_{tgt}) \otimes \mathbf{b}(\varpi_{tgt})$, onde \otimes indica o produto de Kronecker, sendo [3]

$$\mathbf{a}(\vartheta_{tgt}) = [1 e^{-j2\pi\vartheta_{tgt}} \dots e^{-j2\pi(N-1)\vartheta_{tgt}}]^T \quad (5) \text{ e}$$

$$\mathbf{b}(\varpi_{tgt}) = [1 e^{-j2\pi\varpi_{tgt}} \dots e^{-j2\pi(M-1)\varpi_{tgt}}]^T \quad (6),$$

respectivamente, as componentes espacial e temporal [3], λ_c é o comprimento de onda da portadora, d é espaçamento entre os elementos do arranjo de antenas, Φ_{tgt} é o ângulo de azimute do alvo de interesse e ϖ_{tgt} é a frequência Doppler, normalizada em relação à frequência de repetição de pulsos (*pulse repetition frequency* – PRF) do radar. O vetor interferência-mais-ruído de espaço-tempo, $\mathbf{i}[l]$, resulta da soma das interferências (*clutter* e *jamming*) e do ruído presentes no l -ésimo *range gate*.

Os *snapshots* recebidos pelo ULA são submetidos ao filtro de espaço-tempo, $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$, produzindo a saída escalar complexa [3]

$$z[l] = \mathbf{w}^H \mathbf{r}[l] \quad (7)$$

A fim de maximizar a probabilidade de detecção, PD, aplica-se o filtro MVDR (*minimum variance distortionless response*) de espaço-tempo [3]

$$\mathbf{w}_{MVDR} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{s}}{\mathbf{s}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s}} \quad (8),$$

sendo $\mathbf{R} = E[\mathbf{r}[l]\mathbf{r}^H[l]]$ a matriz de covariância total de interferências e $\mathbf{s} = \mathbf{a}(\vartheta_{igt}) \otimes \mathbf{b}(\varpi_{igt})$ o *steering vector* de espaço-tempo.

Pode-se demonstrar [10] que o valor esperado da relação sinal-ruído-mais-interferência (*signal-plus-interference-to-noise ratio* – SINR), normalizada em relação à SINR ótima, $E[\rho]$, é dado por

$$E[\rho] = \frac{K + 2 - MN}{K + 1}, \quad (9)$$

onde K é a quantidade de amostras de apoio (snapshots de espaço-tempo) processados pelo filtro. Resolvendo-se a equação anterior, fazendo $K = 2MN$, por exemplo, obtém-se $E[\rho] \approx 0,5$, o que resulta em uma diferença de aproximadamente 3 dB entre a SINR do filtro e a SINR ótima. Quando $K = MN$, obtém-se $E[\rho] = 2/(MN + 1)$. Mesmo tal valor de K não constituindo quantidade de amostras de apoio adequada para o filtro MVDR-SMI, a aplicação do filtro HMWF é capaz de atingir desempenho satisfatório com quantidade de amostras igual ou inferior a $K = MN$, conforme será apresentado na seção 5.

3. HMWF em radar STAP móvel ULA

A técnica HMWF com redução de posto é especializada nesta seção para aplicações de espaço-tempo. Como no método MWF, o HMWF obtém uma redução de posto r por meio do truncamento do filtro no r -ésimo estágio; porém, distintamente, o bloqueio do sinal desejado é implementado por refletores de Householder, que são dados por [7], [8], [9]

$$\mathbf{v}_i = \frac{|h_{i,1}|}{h_{i,1}} \mathbf{h}_i - \mathbf{u}_i \quad (10),$$

sendo \mathbf{h}_i a normalização da correlação cruzada entre o sinal de referência e os *snapshots* do i -ésimo estágio do filtro, que é colinear à direção do sinal de interesse, e $h_{i,1}$ é o primeiro elemento do vetor \mathbf{h}_i . Os refletores de Householder possuem norma unitária e produzem uma rotação em torno do primeiro elemento do vetor unitário na direção do sinal de interesse. Na Eq. (10), $\mathbf{u}_i = [10 \dots 0]^T$. Com os refletores, constrói-se a matriz de Householder da seguinte forma [9]

$$\mathbf{H}_i = \frac{|h_{i,1}|}{h_{i,1}} \left(\mathbf{I} - 2 \frac{\mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H}{\mathbf{v}_i^H \mathbf{v}_i} \right) \quad (11).$$

Pode-se facilmente demonstrar que a matriz de Householder é unitária, i.e., $\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \mathbf{H} \mathbf{H}^H = \mathbf{I}$, onde \mathbf{I} é a identidade, e que sua primeira coluna é \mathbf{h}_i [9]. Essas duas propriedades implicam que as matrizes de bloqueio, \mathbf{b}_i , são obtidas a partir das demais colunas da matriz de Householder, i.e., $\mathbf{H}_i = [\mathbf{h}_i \mathbf{B}_i]$.

Aplica-se a técnica HMWF a um radar *phased-array* aerotransportado STAP com ULA, com N elementos e com CPI que integra M pulsos coerentes, de mesma modelagem que a apresentada na seção 2 e operando sujeito às mesmas condições de interferência.

As técnicas de redução de posto, entre as quais o filtro HMWF, são capazes de contornar as restrições impostas por amostras de apoio reduzidas na estimação da matriz de covariância de espaço-tempo. A aplicação do HMWF resulta em um filtro de espaço-tempo de posto reduzido, \mathbf{w}_{HMWF} , dado por

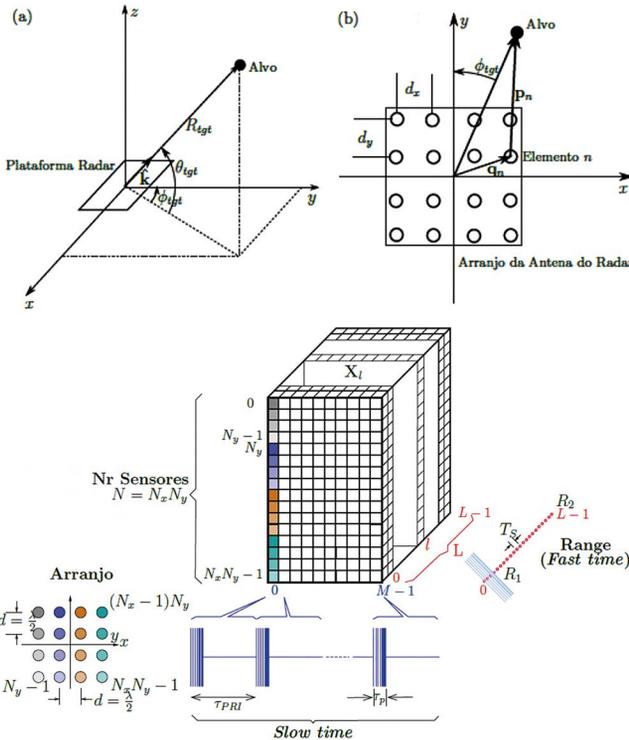
$$\mathbf{w}_{HMWF} = \frac{\mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{s}_r}{\mathbf{s}_r^H \mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{s}_r} \quad (12),$$

onde $\mathbf{R}_r = \mathbf{T}_{HMWF}^H \mathbf{R} \mathbf{T}_{HMWF} = E[\mathbf{x}_r[l]\mathbf{x}_r^H[l]]$ é a matriz de covariância de interferências após a redução de posto, \mathbf{T}_{HMWF} é a matriz de transformação linear de redução de posto, $\mathbf{x}_r[l] = \mathbf{T}_{HMWF}^H \mathbf{x}[l]$, e $\mathbf{s}_r = \mathbf{T}_{HMWF}^H \mathbf{s}$ é o *steering vector* de espaço-tempo do sinal recebido após a redução de posto.

4. HMWF em radar STAP fixo URA

Analogamente à seção precedente, modelar-se-á o filtro STAP de posto reduzido pela técnica HMWF implementada no receptor de um radar fixo com arranjo retangular uniforme. Consideramos um radar *phased-array* terrestre STAP, com URA composto por N elementos, integrando M pulsos coerentes e sendo construído segundo a geometria apresentada na Fig. 2, cujo CPI é esquematizado na Fig. 3. O CPI é composto por L snapshots de espaço-tempo de dimensão $M \times N$, que são representados por vetores $\mathbf{r}[l] \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$, dados pela mesma expressão da Eq. (1). O *steering vector* de espaço-tempo resulta do produto de Kronecker do *steering vector* temporal, de dimensão $M \times 1$, dado por (6), pelo *steering vector* espacial, de dimensão $N \times 1$, dado

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{igt}(\theta_{igt} \phi_{igt}) = & \\ & \left[\mathbf{v}_0(\theta_{igt} \phi_{igt}) \mathbf{v}_1(\theta_{igt} \phi_{igt}) \cdots \mathbf{v}_{N-1}(\theta_{igt} \phi_{igt}) \right] \\ & \mathbf{v}_{igt}, \mathbf{v}(\theta_{igt} \phi_{igt}) \mathbf{v}_{igt}. \end{aligned}$$



- CPI.

5. Simulações

Nesta seção serão apresentados resultados de simulações usando algoritmos MVDR-SMI (*MVDR sample matrix inversion*) [3] de posto reduzido em um cenário com escassez de amostras de apoio. Os algoritmos de posto reduzido para comparação de desempenho com o HMWF na aplicação proposta são: componentes principais (*principal components – PC*) [11], [12], métrica espectral cruzada (*cross-spectral metric – CSM*) [13], [14], [15] e o MWF [6].

Conforme detalhado em [10], foram simulados um radar *phased-array* aerotransportado móvel, dotado de ULA, e um radar *phased-array* terrestre fixo, dotado de URA. Os arranjos de antenas de ambos os radares possuem número total de elementos $N = 16$ com espaçamento de meio comprimento de onda da portadora. Os radares transmitem $M = 40$ pulsos por CPI, totalizando, portanto, $MN = 640$ graus de liberdade adaptativos do filtro de espaço-tempo. Ambos os radares possuem frequência de portadora de 1 GHz, PRF de 2,5 kHz, duração dos pulsos de 20 μ s, potência de transmissão de pico de 700 W, alcance máximo de interesse de 60 km, velocidade máxima de interesse de 187 m/s e resolução em velocidade de 9,4 m/s. O alvo simulado possui frequência Doppler de 400 Hz e se situa a 10 km da posição radar. Em ambos os cenários, i.e., ULA móvel e URA fixo, simula-se um interferidor que produz relação *jammer*-ruído (*jammer-noise ratio – JNR*), por elemento, de 40 dB, e o ruído é assumido estacionário branco gaussiano de média nula.

O radar aerotransportado desloca-se a aproximadamente 187 m/s ao longo da direção definida pelos elementos do ULA e possui resolução em alcance de 25 m. Nesse cenário, inseriu-se *clutter* uniforme ao longo de 360° de azimute, com relação *clutter*-ruído (*clutter-noise ratio – CNR*), por elemento e por pulso, de 50 dB, sem ambiguidade no espectro Doppler, sem desalinhamento do vetor de velocidade da plataforma e sem movimento intrínseco do *clutter*.

O radar terrestre é fixo no solo e possui resolução em alcance de 75 m. No cenário com o radar URA fixo, sintetizou-se o *clutter* distribuído uniformemente em azimute no quadrante entre o azimute 0° e 90° e,

em alcance, entre 10,5 km e 11,5 km, com CNR de 50 dB, sem ambiguidades.

A Fig. 4 apresenta o comportamento da SINR normalizada em relação à SINR ótima, para a aplicação do HMWF ao filtro MVDR-SMI. Nessa figura, variou-se o número de amostras para ambos os cenários (ULA e URA). Além disso, o desempenho do HMWF é comparado com o MWF, o CSM, o PC, além do filtro quiescente ($w = S$), aplicados ao MVDR-SMI.

Similarmente, utilizando como métricas a probabilidade de detecção (P_D) e a probabilidade de falso alarme (P_{FA}), conforme definidas em [1], comparou-se, para ambos os cenários de simulação (ULA móvel e URA fixo), o desempenho da aplicação do HMWF ao MVDR-SMI com as demais técnicas da simulação anterior, obtendo-se o resultado apresentado na Fig. 5.

No que se refere à complexidade computacional, fazendo uso das expressões na Tabela 1, obteve-se a Fig. 6 variando o número de estágios (posto) dos filtros e utilizando 640 amostras de apoio.

Tabela 1 – Complexidade computacional do HMWF e MWF.

Algoritmo	Multiplicações complexas
MVDR-SMI posto completo	$K(2M^2N^3 + 13M^2N^2 + 9MN)/3$
MWF	$Kr^3/3 - KMNr^2 + K(M^2N^2 - 1/3)r$
HMWF	$-Kr^3/3 + K(MN/2 - 5)r^2 + K(13/6 + M^2N^2/2 + 11MN/2)r - 6KMN - K$

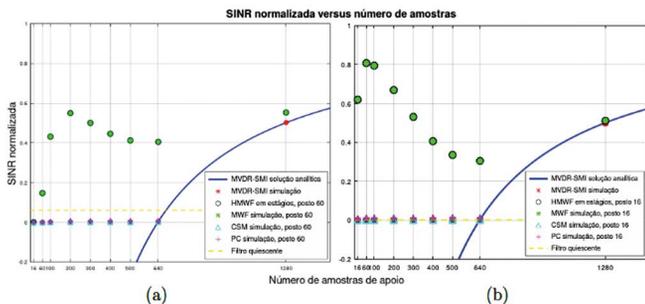


Fig. 4 – SINR normalizada versus número de amostras de apoio, K , do HMWF, $M = 40$, $N = 16$, 100 iterações de Monte Carlo. (a) Radar ULA móvel, posto $r = 55$. (b) Radar URA fixo, posto $r = 16$.

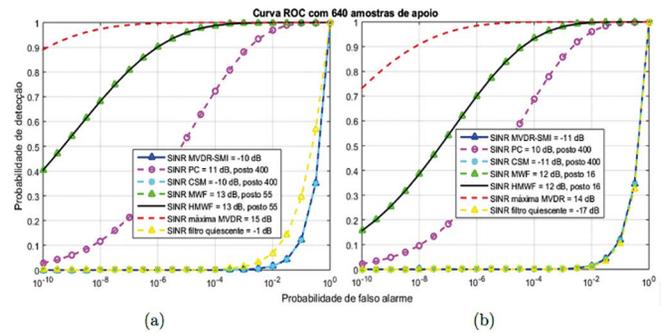


Fig. 5 – P_D versus P_{FA} (Curva ROC), $K = MN = 640$, 100 iterações de Monte Carlo. (a) Radar ULA móvel, posto $r = 55$. (b) Radar URA fixo, posto $r = 16$.

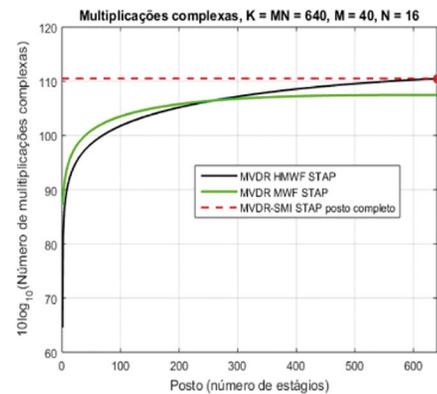


Fig. 6 – Número de multiplicações complexas versus número de estágios (posto) dos algoritmos HMWF e MWF, $K = MN = 640$ amostras de apoio.

6. Conclusão

Este artigo explorou a aplicação do HMWF (*householder multistage Wiener filter*) por radares *phased-array* em dois cenários: um radar aerotransportado equipado com um ULA e um radar terrestre fixo com URA. Ao aplicar o HMWF ao STAP, obteve-se o mesmo desempenho que o MWF convencional, especialmente no que tange à capacidade de operação com redução de posto de até 128 vezes em relação ao posto completo, mesmo para reduzido número de amostras de apoio. Além disso, em comparação com as demais técnicas simuladas e disponíveis na literatura, evidenciou-se, para as métricas utilizadas nas simulações de desempenho,

que a capacidade de operação em posto reduzido do HMWF é significativamente superior.

Indo mais além, a aplicação do HMWF ao STAP confirmou sua maior eficiência computacional para posto e número de amostras reduzidos. Esse resultado promissor vem ao encontro de um dos principais objetivos atuais de pesquisa na área de processamento de espaço-tempo de radares, em face da escassez de amostras contendo interferências estacionárias em relação ao *snapshot* ao qual se almeja aplicar a filtragem STAP.

Referências

- MA: Massachusetts Institute of Technology, 1994.
- [4] HIEMSTRA, J. D.; GOLDSTEIN, J. S. Robust rank selection for the multistage Wiener filter. In IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP 2002). Piscataway: IEEE, 2002.
 - [5] OLIVEIRA, A.; SAMPAIO-NETTO, R.; FORTES, J. M.; BACKX, F. Interpolation-and-decimation-based dimensionality reduction applied to space-time processing. In IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM). Piscataway: IEEE, 2016. p. 1–5.
 - [6] GOLDSTEIN, J. S.; REED, I. S.; SCHARF, L. L. A multistage representation of the Wiener filter based on orthogonal projections. IEEE Transactions on Information Theory, v. 44, n. 7, p. 2943–2959, 1990.
 - [7] CAMPOS, M. L. R.; WERNER, S.; APOLINÁRIO JR, J. A. On an efficient implementation of the multistage Wiener filter through Householder reflections for DS-CDMA interference suppression. In IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM). Piscataway: IEEE, 2003.
 - [8] WERNER, S.; With, M.; KOIVUNEN, V. Householder multistage Wiener filter for space-time navigation receivers. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, v. 43, n. 3, p. 975–988, 2007.
 - [9] YANG, X.; SUN, Y.; LIU, Y.; ZHANG, J. Derivative constraint-based Householder multistage Wiener filter for adaptive beamforming. In IET International Radar Conference. Auburn Hills, MI: IET Internacional, 2013. p. 1–5.
 - [10] VALLIM JR, C. C. Redução de Dimensionalidade por Transformação Linear Adaptativa Dependente de Sinais Aplicada a Radares STAP. Dissertação (Mestrado em Ciências em Engenharia Elétrica) – Instituto Militar de Engenharia, Rio de Janeiro, 2018.
 - [11] HOTELLING, H. Analysis of a complex of statistical variables into principal components. Journal of Educational Psychology, v. 24, n. 6, p. 417–441, 1933.
 - [12] HAIMOVICH, A. The eigencanceler: adaptive radar by eigenanalysis methods. Aerospace and Electronic Systems. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, v. 32, n. 2, p. 532–542, 1996.
 - [13] GOLDSTEIN, J. S.; REED, I. S. Reduced rank adaptive filtering. IEEE Transactions on Signal Processing, v. 45, n. 2, p. 492–496, 1997.
 - [14] GOLDSTEIN, J. S.; REED, I. S. Theory of partially adaptive radar. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, v. 33, n. 4, p. 1309–1325, 1997.
 - [15] GOLDSTEIN, J. S.; REED, I. S.; ZULCH, P.; MELVIN, W. A multistage STAP CFAR detection technique. In IEEE Radar Conference (RADARCON). Piscataway: IEEE, 1998.